

山形大学紀要(工学) 第13巻 第2号 昭和49年7月  
Bull. of Yamagata Univ. Eng., Vol. 13 No.2 July. 1974

## 開閉インパルスの発生とその放電特性

菅 野 勝 弥・庄 田 新 一

工業短期大学部 電気工学科

### 1. は し が き

我が国の電力需要はこれまで著しい増加を見せてきたが、今後も増加のすう勢は長期的に続くものと予想される。このように増大する需要に対応して開発される電源の規模はますます大型化するとともに、その建設地点はますます需要地から遠隔化し、且つ偏在化の傾向をたどるものと予想される。こうした電源地点の立地難から、大電力を遠隔地から限られたルートで送電する必要性は、当然予測される。我が国で初めての500KV送電が昭和48年5月東京電力 K.K の房総線で営業運転を開始したが、この500KV送電線の大容量化、安定化対策を進めても、早晚限界に達し、次期の超高圧送電に移行せざるを得ないといわれている。

海外ではすでにアメリカ、カナダ、ソビエトにおいて750KV級送電が実用運転に入っており、さらに1000KV～1500KV級送電についても研究が進められている。こうしたことから我が国においても次期超高圧送電の電圧として1000KV級とする方針が決まり、研究が開始された。(1)

500KV級以上の絶縁は主として開閉インパルスによって決定されるために、各種絶縁材料に対する開閉インパルスの放電特性が各方面で検討されてきた。しかしこれまで用いられてきた開閉インパルスの波頭長は $100\mu\text{s}$ ～ $1000\mu\text{s}$ の比較的短かい領域が主として検討されてきた。

送電電圧が高くなり、送電距離が長くなるについて、送電系統に発生する開閉インパルスの波頭長が長くなると予想される。そして、TNAによる解析結果でも $1000\mu\text{s}$ を超えることが報告されている。(2)(3)

したがって、将来の1000KV級の送電系統で発生する開閉インパルスの姿態がどのようなものであるかを知ることは、開閉インパルスによるフラッシュオーバー特性を求める上で、また、今後の超高圧系統の絶縁設計を進める上でも非常に重要になってくる。

次期の超高圧送電電圧として予想される1000KV級系統に設置される変圧器は、発電機固定子巻線の絶縁限界などから一次変圧器の一次電圧が低く抑えられるために、その変圧比は非常に大きくなる。そして、さらに短絡容量制限の目的からパーセントインピーダンス(%Z)の値が高く設計されることが予想されるために、変圧器の特性が試験用変圧器の特性に近似してくる点に着目して、1000KV級あるいはこれ以上の超高圧送電系統において発生する開閉インパルスの姿態を探ることを目的とし、発生回路を試験用変圧器でも

って模擬し、その等価回路を求め検討を行なった。そして、試験用変圧器によって得た開閉インパルス波形との比較を行ない、合せて、得られた開閉インパルスによる気中針対平板ギャップのフラッシュオーバー特性を求めた。これらの結果について述べる。

## 2. 実験装置および方法

### 供試変圧器および開閉インパルス発生回路

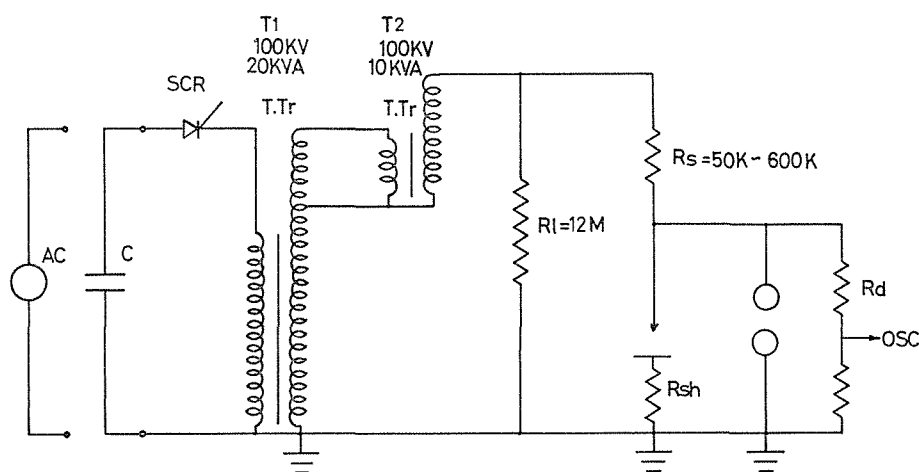
実験には、試験用変圧器（東京変圧器製）2台を縦続接続したものを用いた。供試変圧器の定格の主なものを第1表に示す。

第1表 供試変圧器の定格

	1次巻線	2次巻線	3次巻線	%Z	変圧比	容量	周波数
第1段変圧器 (T <sub>1</sub> )	200V 100A	100KV 0.1A	200V 50A	8.7 %	1/500	KVA 20	50Hz
第2段変圧器 (T <sub>2</sub> )	200V 50A	100KV 0.1A		8.55 %	1/500	KVA 10	50Hz

第1表に示すように第1段変圧器（低圧側）をT<sub>1</sub>、第2段変圧器（高圧側）をT<sub>2</sub>、縦続接続した場合をT<sub>1</sub>+T<sub>2</sub>として表わす。T<sub>1</sub>、T<sub>2</sub>の縦続接続により1次電圧200V、2次電圧200KV、変圧比1/1000の変圧器として用いる。

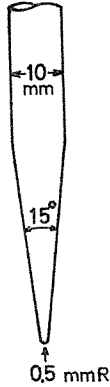
開閉インパルスの発生回路を第1図に示す。これには開閉インパルスによってフラッシュオーバー特性を求める回路も一諸に表わしている。電源としては、実システムでの操作を再現するために、交流電源と充電コンデンサを用いた。一次側のサイリスタは、交流入力に対しては位相制御を行なわしめ、コンデンサ入力に対しては単にスイッチとしての機能をもつだけである。



第1図 実験回路

第1図の実験回路は先に報告した実験回路と同じものであるが<sup>(4)</sup>、開閉インパルスの発

生を実系統での操作とできる限り近似させるために交流の場合は、交流半波電圧をサイリスタのゲート制御によって広範囲に位相を制御して印加できるようにしている。またコンデンサの場合は交流周波と違った異質のサージ入力を模擬したものである。



第2図 針状電極

また開閉インパルスを用いて、そのフラッシュオーバー特性を求めるために使用した気中ギャップの針電極は第2図に示すような先端形状をもつ直径10mm、の真鍮製電極である。平板電極としては直径500mmのロゴウスキー型銅製電極を使用した。

発生した開閉インパルスは抵抗分圧器を用いシンクロスコープで測定した。抵抗分圧器は、その周波数特性やステップ応答を求めて、開閉インパルスの測定に十分であることを確認した。

また、測定系全体の分圧比は球ギャップによって校正した。

実験は供試変圧器のL.R.C.の回路定数を測定し、これとパルス特性や周波数特性の結果を用いて開閉インパルス発生に対する試験用変圧器の等価回路を求める。この結果に基づいて開閉インパルスの発生姿態を検討し、つづいて試験用変圧器によって発生した開閉インパルスと比較検討する。さいごに、この開閉インパルスを用いて針対平板ギャップにおけるフラッシュオーバー特性を求める。

### 3. 実験結果と考察

#### 3-1 供試変圧器の回路定数の測定

##### 3-1-1 巻線抵抗

供試変圧器の巻線抵抗の測定はユニバーサルブリッジ (YHP, 4265A) を用い、これに抵抗計を併用して測定した。巻線抵抗の測定結果を第2表に示す。

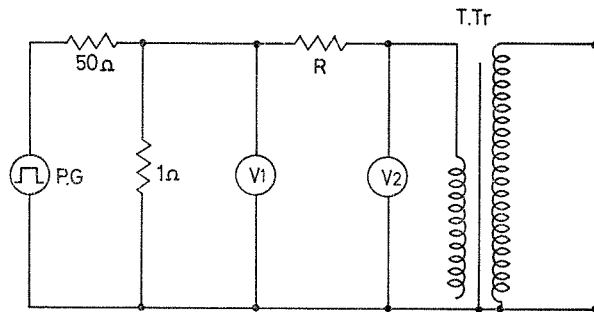
第2表 巻線抵抗

	1 次 巻 線	2 次 巻 線
$T_1$	0.047 $\Omega$	17 K $\Omega$
$T_2$	0.08 $\Omega$	17 K $\Omega$
$T_1 + T_2$	0.047 $\Omega$	34 K $\Omega$

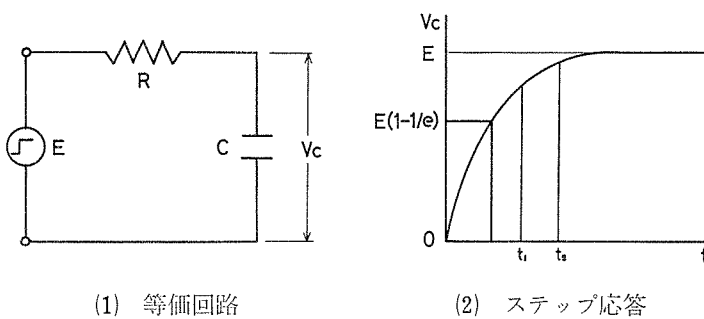
普通の電力用変圧器と比較して容量が小さいために、高圧側の電流が少なく、巻線抵抗が高くなっている。

##### 3-1-2 分布静電容量

ユニバーサルブリッジにより巻線と鉄心間、1次巻線と2次巻線間の静電容量を測定し、第3図の測定回路を用いて得られるパルス特性から求めた静電容量と比較する。パルス特性から容量を求める手順は次の方法によった。



第3図 分布容量測定回路



(1) 等価回路

(2) ステップ応答

第4図 分布容量測定回路の等価回路とステップ応答

第3図のパルスに対する簡易等価回路は第4図(1)のようになる。この回路にステップ電圧を印加したときのCの端子電圧の過渡特性は第4図(2)のようになる。そしてCの端子電圧  $V_c$  は次式で表わされる。

$$V_c = E(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad \dots\dots\dots(1)$$

ここで、 $\tau = CR$ 、また  $t = \tau$  となるとき式(1)は次のようになる。

$$V_c = 0.632E \quad \dots\dots\dots(2)$$

したがって、 $V_c$  が印加電圧Eの63.2%に達する時間  $t$  を読みとり、これを時定数  $\tau = CR$  と等しいとして、次の関係から、直列抵抗 R の値を既知として分布容量Cを決定する。

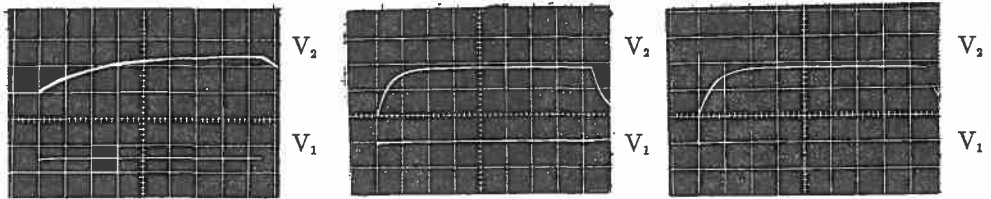
$$C = \tau/R \quad \dots\dots\dots(3)$$

それぞれの方法で得られた結果を第3表に示す。

第3表 分布容量

	1次巻線—鉄心	2次巻線—鉄心	1次巻線—2次巻線
$T_1$	$1.106 \times 10^{-9}$ ( $0.98 \times 10^{-9}$ ) F	$0.188 \times 10^{-9}$ F	$93 \times 10^{-12}$ F
$T_2$	$0.936 \times 10^{-9}$ ( $0.92 \times 10^{-9}$ ) F	$0.239 \times 10^{-9}$ F	$210 \times 10^{-12}$ F
$T_1 + T_2$	—	—	—

( ) はパルス特性から算出

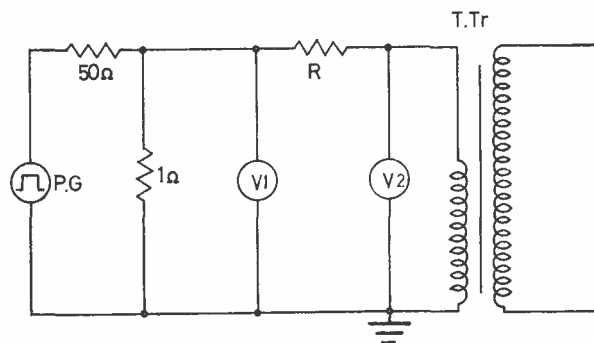
(1)  $T_1$  20mv/div 50 $\mu$ s/div (2)  $T_2$  20mv/div 0.2ms/div (3)  $T_1 + T_2$  20mv/div 0.2ms/div $V_1$ : ステップ入力  $V_2$ : ステップ応答

第5図 第3図に対するステップ応答

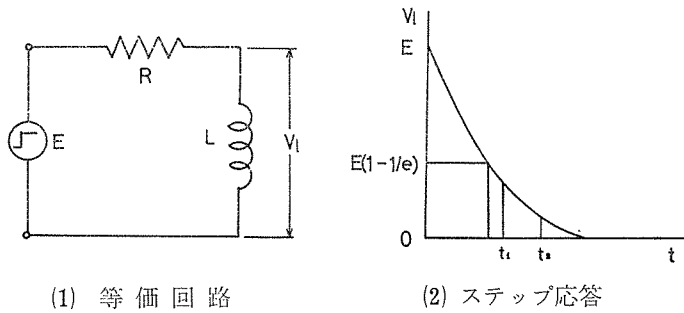
第5図にパルス特性を示す。第3表から分かるようにブリッジによる測定値とパルス特性からの値とはかなりよい一致を示している。これらの方法で直接求めることができないのは、周波数特性などにもっとも影響の大きい2次巻線のもつ分布容量である。巻線の分布容量や先の鉄心との間の分布容量などを含めて等価容量として評価する方法については後で述べる。

### 3—1—3 励磁インダクタンス (1次インダクタンス)

励磁インダクタンスの測定回路は第6図に示す。第6図の測定回路にステップ電圧を印加して過渡特性を求める場合の簡易等価回路を第7図(1)に示す。この等価回路の入力に



第6図 励磁インダクタンス測定回路



第7図 インダクタンス測定回路の等価回路とステップ応答

ステップ電圧を印加して励磁インダクタンス $L$ の端子電圧の過渡特性を求めると第7図(2)のようになる。これから励磁インダクタンス $L$ は次のようにして決定する。

第7図(2)のステップ電圧に対する応答波形は次のように表わされる。

$$V_L(t) = Ee^{-\frac{t}{\tau}} \quad \text{.....(4)}$$

そこで任意時間の2点 $t_1$ ,  $t_2$ をとって

$$V_L(t_1) = Ee^{-\frac{t_1}{\tau}} \quad \text{.....(5)}$$

$$V_L(t_2) = Ee^{-\frac{t_2}{\tau}} \quad \text{.....(6)}$$

この比を求めて

$$\frac{V_L(t_1)}{V_L(t_2)} = e^{\frac{1}{\tau}(t_2 - t_1)} \quad \text{.....(7)}$$

これから時定数 $\tau$ を求めると

$$\tau = \frac{t_2 - t_1}{\ln \frac{V_L(t_1)}{V_L(t_2)}} \quad \text{.....(8)}$$

ここで、 $\tau = L/R$ として、直列抵抗 $R$ を既知として励磁インダクタンス $L$ を求める。

$$L = \tau \cdot R \quad \text{.....(9)}$$

実際のパルス特性を第8図に示す。これらの結果をまとめると第4表のようになる。

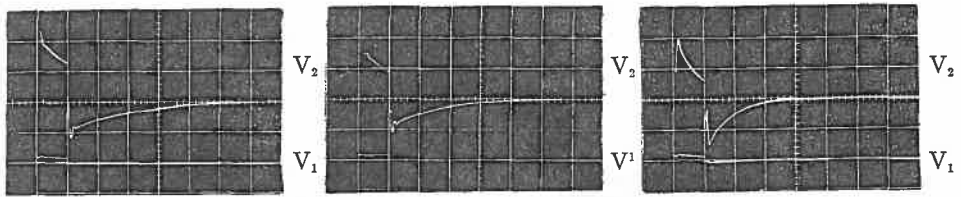
第4表 励磁インダクタンス

	励磁インダクタンス
$T_1$	26.4 (30) mH
$T_2$	28.0 (30) mH
$T_1 + T_2$	15.2 mH

( ) 内はブリッジによる測定値

ブリッジによる測定は内蔵発振器が1000Hzと高いために直接測定することができず、外部発振器を用いて測定した。しかし鉄心を含むために入力レベルや周波数によって変化するので正確な値を得ることは困難であった。

$T_1$ ,  $T_2$ における測定値30mHの値を得て、パルス特性から得た値を採用することとした。また、縦続接続の場合はパルス特性による値のみ



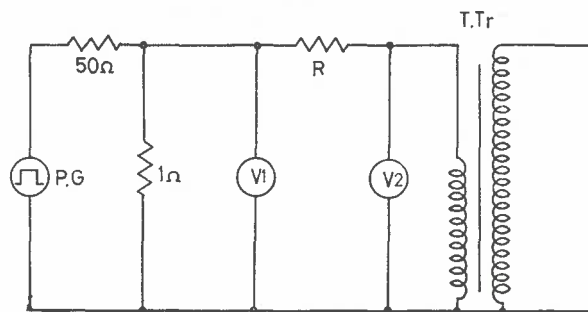
(1)  $T_1$  50mv/div 10ms/div (2)  $T_2$  50mv/div 10ms/div (3)  $T_1+T_2$  50mv/div 10ms/div  
 $V_1$ : ステップ入力  $V_2$ : ステップ応答

第8図 第6図に対するステップ応答

を示した。

### 3-1-5 漏れインダクタンス

漏れインダクタンスの測定回路図を第9図に示す。漏れインダクタンスは主としてブリッジによって測定を行ない供試変圧器のパーセント・インピーダンスの値から漏れインダ



第9図 漏れインダクタンスの測定回路

クタンスを概算して比較した。その結果を第5表に示す。第5表から分かるようにパーセント・インピーダンス ( $\%Z$ ) から算出した値はブリッジによる測定値と比較して20%程度大きくなっている。これはインピーダンス降下の抵抗降下を無視して、全てリアクタンス降下として計算したために起きたものである。

第5表 漏れインダクタンス

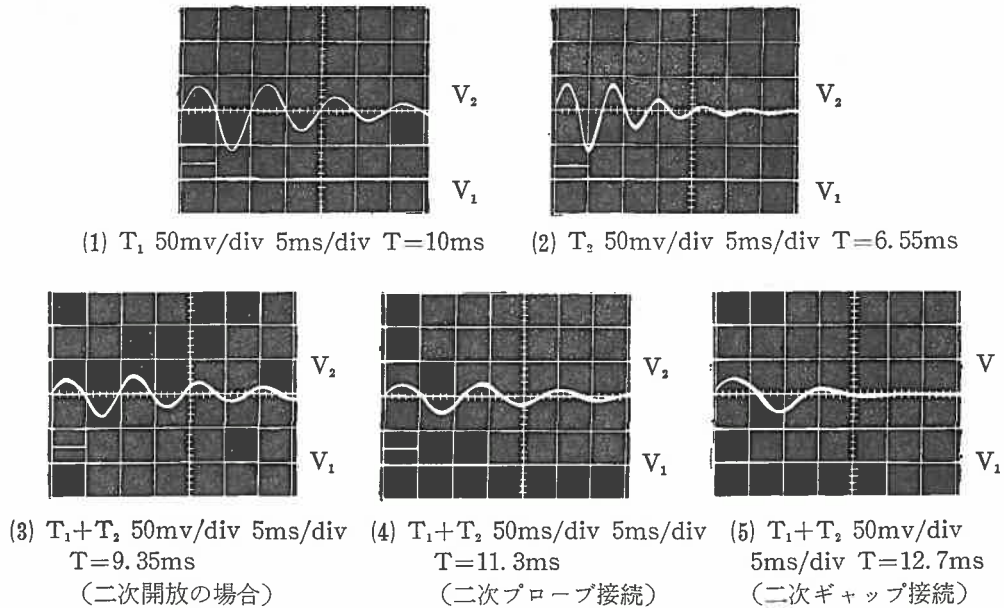
	ブリッジによる測定値	$\%Z$ からの計算値
$T_1$	483 $\mu\text{H}$	554 $\mu\text{H}$
$T_2$	926 $\mu\text{H}$	1089 $\mu\text{H}$
$T_1+T_2$	566 $\mu\text{H}$	—

スの値もブリッジによる測定値を採用する。

縦続接続の場合のパーセント・インピーダンスは銘記されていないので第5表にはその計算値は示していない。 $T_1, T_2$ のブリッジによる測定値がパーセント・インピーダンスによる計算値とよい一致を示すことから、縦続接続の場合の漏れインダクタンス、および  $T_1, T_2$  の漏れインダクタン

### 3-1-6 固有振動周波数

励磁インダクタンスの測定回路（第6図）で直列抵抗  $R$  を大きく選び、入力パルスに対する固有振動周波数を測定した。第10図に固有振動波形を示す。第10図によって得られた結果をまとめると第6表のようになる。



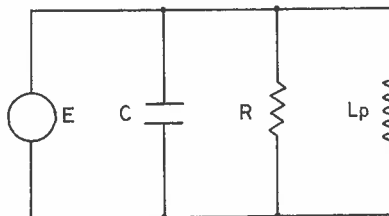
第10図 第6図の固有振動

第6表

	振動周期	振動周波数
$T_1$	9.85ms	101.5Hz
$T_2$	6.55ms	152.7Hz
$T_1+T_2$	9.35ms	107 Hz
// (1)	11.3ms	88.5Hz
// (2)	12.7ms	78.7Hz

縦続接続の場合の(1)は、測定用プローブを接続したとき、(2)は、供試ギャップを含む2次側配線を接続したときの値である。

これらの結果は、測定用プローブの容量、2次側配線の分布容量が振動周波数に大きな影響を与えていることを示している。この振動回路の簡易等価回路は第11図のように表わされる。その振動周波数  $f$  は次のようになる。



$L_p$  : 励磁インダクタンス  $C$  : 等価容量  $R$  : 負荷抵抗

第11図 低域共振回路



$$f_L = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_p C} - \frac{1}{4C^2 R}} \quad \dots\dots\dots(10)$$

簡易計算をするため根号内第2項を無視すれば、

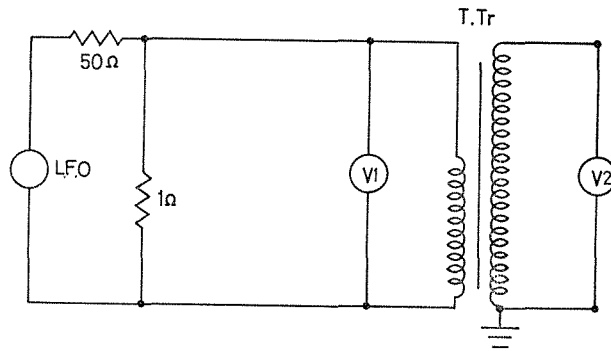
$$f_L = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C}} \quad \dots\dots\dots(11)$$

となる。

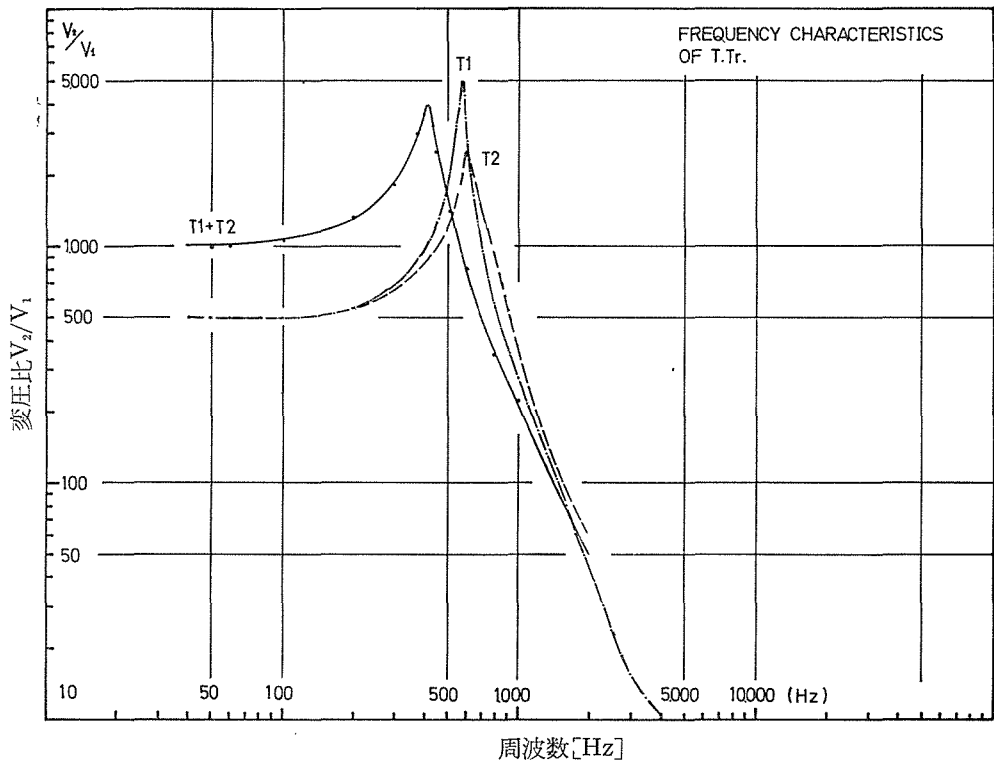
式(11)の關係を用いて、励磁インダクタンスと等価容量相互の検討を行なう。また3—1—7の周波数特性の結果から求められる等価容量と比較検討を行なう。

### 3—1—7 周波数特性

供試変圧器の周波数特性は第12図によって測定した。その結果を第13図に示す。図から

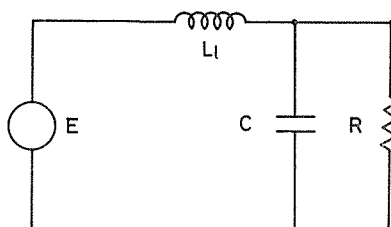


第12図 周波数特性測定回路



第13図 周波数特性

わかるように、いずれの変圧器も直列共振特性を示す。 $T_1$ 、 $T_2$ および、 $T_1+T_2$ の共振周波数は、それぞれ、580Hz、600Hz、420Hz となる。縦続接続による周波数特性のもっとも大きな原因は、変圧比の増大に伴う2次側の測定用プローブを含めた分布容量の増大に起因する。第13図の直列共振特性から考えられる第12図の簡易等価回路は第14図のように表わされる。



$L_l$  : 漏れインダクタンス  $C$  : 等価容量  $R$  : 負荷抵抗

第14図 高域共振回路

したがってその関係は  $f_H = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_l C}}$  となる。……………(12)

漏れインダクタンスは励磁インダクタンスよりも小さいことから、漏れインダクタンスが作用する直列共振周波数は高域共振周波数に一致し、先の励磁インダクタンスが作用する並列共振周波数は、低域共振周波数に一致する。

### 3-1-8 等価容量

供試変圧器の1次巻線、2次巻線、3次巻線自身の分布容量、縦続接続時の絶縁架台のもつ浮遊容量などは、直接測定が困難な分布容量や浮遊容量を等価容量として一括して評価することができる。3-1-6、3-1-7における固有振動特性や周波数特性を用いて等価容量を次のように決定する。

まず、周波数特性の直列共振特性を用いて、漏れインダクタンス  $L_l$ 、等価容量  $C_H$  とすると、共振周波数  $f_H$  との関係から  $C_H$  は次式で求められる。

$$C_H = \frac{1}{(2\pi f_H)^2 L_l} \quad [F] \quad \dots\dots\dots(13)$$

次に、固有振動現象は2次開放であるから漏れインダクタンスは無関係に、励磁インダクタンス  $L_P$  と等価容量  $C_L$  とで並列共振回路を構成する。振動周波数  $f_L$  と励磁インダクタンス  $L_P$  とによって等価容量  $C_L$  は次のように表わされる。

$$C_L = \frac{1}{(2\pi f_L)^2 L_P} \quad [F] \quad \dots\dots\dots(14)$$

これらの結果をまとめたのが第7表である。

第7表 等 価 容 量

	高域共振回路		低域共振回路	
	周波数	等価容量	周波数	等価容量
$T_1$	580Hz	156 $\mu$ F	1015Hz	93.1 $\mu$ F
$T_2$	600	76	152.7	38.8
$T_1 + T_2$	420	254	146	146
$T_1 + T_2$	—	—	(1) 88.5	212
$T_1 + T_2$	—	—	(2) 78.7	269

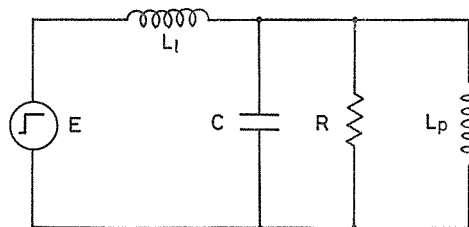
第7表中の(1)は周波数特性を求めた時の測定系の容量に相当するものとしてプローブ(30pF)を接続した場合のもの、(2)は供試ギャップを接続した場合の値を示したものである。

この結果、周波数特性(高域共振条件)から求めた等価容量  $C_H$  と固有振動特性(低域共振条件)から求めた等価容量  $C_L$  の間の大小関係は常に  $C_H > C_L$  となっている。これは周波数特性の測定回路は、測定系入力インピーダンスが  $10M\Omega$ 、15pFを用い、更に縦続接続時の第2段(高圧側)変圧器の引出しブッシングが高い位置にあるため、測定リード線の延長が長くなるなどの理由で浮遊容量の増大を招き、これが等価容量に算定されたものと考えられる。また、第7表(1)で分かるように測定プローブの浮遊容量が66pFもあり、これをさらに測定器本体まで測定ケーブルを引廻わすと27pF増加して93pFにも達する。第7表(2)に示すように、フラッシュオーバー特性を求める実験回路を接続すると、さらに、増大する。こうしたことから、等価容量として供試変圧器による発生波形を観測できる状態の高域共振条件から求めたものを採用することとした。

### 3—2 等 価 回 路

#### 3—2—1 等価回路の決定

周波数特性の直列共振特性は、漏れインダクタンスと等価容量によるものとし、また、



$L_l$  : 漏れインダクタンス     $C$  : 等価容量  
 $L_p$  : 励磁インダクタンス     $R$  : 負荷抵抗

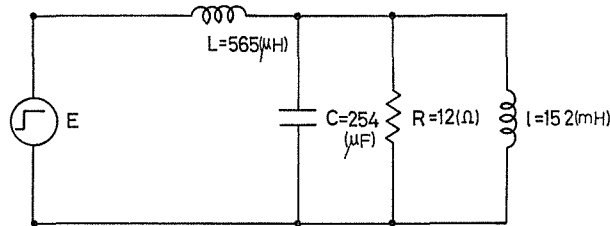
第15図 供試変圧器のステップ入力に対する等価回路

変圧器 2 次開放時の固有振動は、励磁インダクタンスと等価容量によるとして等価回路を考察すると第15図のようになる。これは、 $T_1$ 、 $T_2$ あるいは、 $T_1+T_2$ でも回路構成は同じであって、数値のみを変えれば、いずれの場合にも適用できる。

第15図において、 $L_i$ は漏れインダクタンス、 $C$ は等価容量、 $R$ は負荷抵抗、 $L_p$ は励磁インダクタンスを示す。第15図の等価回路の正確さを検討するため、アナログ計算機によってステップ応答を求め、また、実際の回路素子を用いて等価回路を構成して、そのパルス特性を求め、供試変圧器の特性と比較検討した。さらに、各々の回路素子の変化が発生波形に及ぼす影響についても検討を行なった。

### 3—2—2 アナログ計算機による解析

供試変圧器 $T_1$ 、 $T_2$ 、を縦続接続した時の開閉インパルスの発生姿態を検討する目的から等価回路の検討は第16図のような縦続接続した場合の定数を用いて行なう。



第16図 縦続接続時の等価回路と定数

第16図の等価回路に、ステップ電圧  $E$  を印加した場合、負荷抵抗  $R$  に表われる電圧  $V$  は次式で示される。

$$E = L \frac{di}{dt} + V, \quad i = C \frac{dV}{dt} + \frac{V}{R} + \frac{1}{l} \int V dt \quad \dots\dots(15)$$

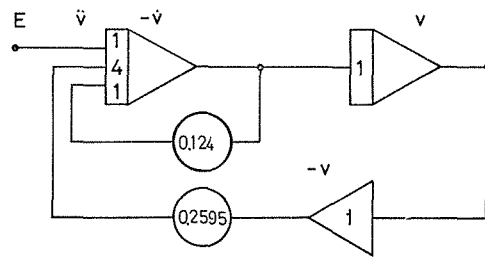
$$E = LC \frac{d^2V}{dt^2} + \frac{L}{R} \cdot \frac{dV}{dt} + \frac{L}{l} \cdot V + V \quad \dots\dots(16)$$

ここで、 $t = \sqrt{LC} \cdot r$  の変換を施して整理すると次のように表わされる。

$$\frac{d^2V}{dr^2} = E - \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \frac{dV}{dr} - \left(1 + \frac{L}{l}\right) V \quad \dots\dots(17)$$

$$\left(\frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = 0.124, \quad \left(1 + \frac{L}{l}\right) = 1.038, \quad \sqrt{LC} = 3.79 \times 10^{-4}\right)$$

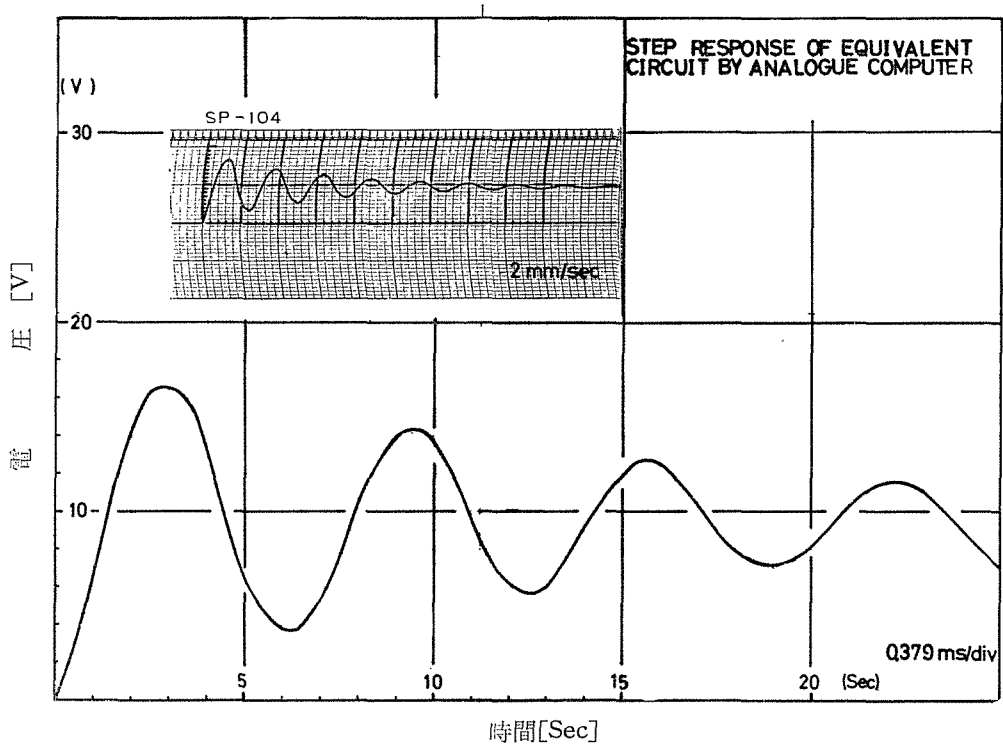
第17図は、式(17)のブロック図を示す。このブロック図によって求めたステップ応答は第18図のようになる。この図から立上がり時間  $tr$  は  $868 \mu s$ 、標準衝撃電圧基準波頭長  $T_j'$  は  $845 \mu s$ 、緩波頭衝撃電圧基準波頭長  $T_j$  は  $1107 \mu s$  となる。また振動周期  $T$  は  $2.42 ms$ 、これから計算した振動周波数  $f$  は  $134 Hz$ 、となって高域共振周波数  $f_H$  の  $420 Hz$  と比較してほぼよい一致を示している。



$$\frac{dv}{dt} = E - \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{dv}{dt} - (1 + \frac{1}{t}) v$$

$$(r = \frac{1}{\sqrt{LC}} t)$$

第17図 ブロック図



第18図 アナログ計算機によるステップ応答

高域共振周波数  $f_H$  と立上がり時間  $t_r$  との間に次の関係が成立する。(5)

$$f_H \cdot t_r = 0.35 \quad \dots\dots\dots(18)$$

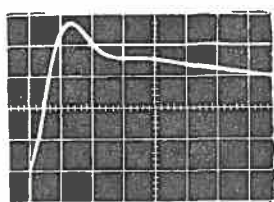
したがって、これから立上がり時間を求めると

$$t_r = \frac{0.35}{f_H} = 833 \text{ } [\mu\text{s}] \quad \dots\dots\dots(19)$$

とアナログ計算機によるステップ応答の立上がり時間とほぼ一致する。したがって、第15図、第16図の等価回路は供試変圧器の高域特性をよく表わしていると言える。

### 3-2-3 L, R, C, 回路素子による検討

第16図の等価回路を L, R, C, の回路素子で組み立て、そのステップ応答を求めたのが第19図である。そして供試変圧器のステップ応答性を第20図に示す。



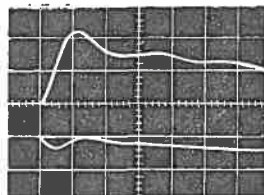
50mv/div 1ms/div

$T=2.45(\text{ms})$

$L_i=560\mu\text{H}$   $C=250\mu\text{F}$   $L_p=15.2\text{mH}$

$R_s=0$   $R=10\Omega$

第19図 L, R, C回路素子による  
等価回路のステップ応答



5v/div 1ms/div

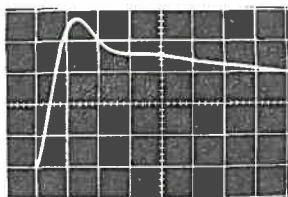
$T=2.35(\text{ms})$

$L_i=565\mu\text{H}$   $C=254\mu\text{F}$   $L_p=15.2\text{mH}$

$R_s=0$   $R=12\Omega$

第20図 供試変圧器 ( $T_1+T_2$ ) の  
ステップ応答

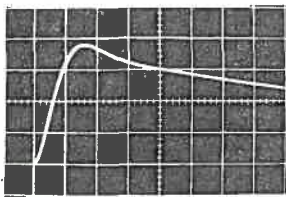
第19図、第20図をそれぞれ比較すると非常に類似していることがわかる。ただ、第19図の波頭長が少し長くなっているが、これは、漏れインダクタンスとして使用したコイルの内部抵抗が変圧器の内部抵抗と比較して大き過ぎたためである。第20図のステップ応答の



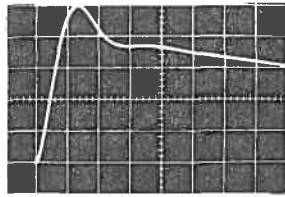
(1) 50mv/div 1ms/div

$L_i=560\mu\text{H}$   $C=250\mu\text{F}$   $L_p=15.2\text{mH}$   $L_i=800\mu\text{H}$

$R_s=0$   $R=10\Omega$

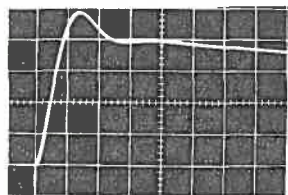


(2) 50mv/div 1ms/div



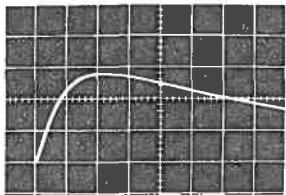
(3) 50mv/div 1ms/div

$R=20\Omega$



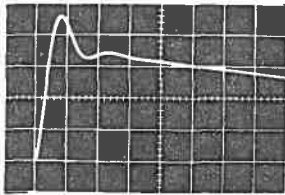
(4) 50mv/div 1ms/div

$L_p=\infty$



(5) 50mv/div 1ms/div

$R_s=3.3\Omega$



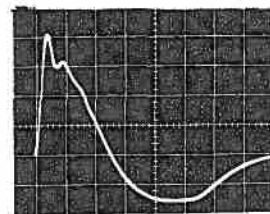
(6) 50mv/div 1ms/div

$C=100\mu\text{F}$

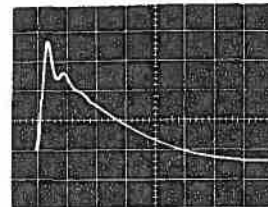
第21図 L, R, C 定数変化に対するステップ応答

減衰振動周期は2.4msで、その振動周期波数は416Hzとなってアナログ計算機によるステップ応答と一致する。しかも、第20図の緩波頭衝撃電圧基準波頭長は1100 $\mu$ sとなっていることが分かる。L, R, C, の回路素子の値を変えて波形の変化を見たのが第21図である。図からも分かるように、漏れインダクタンスの内部抵抗に相当する直列抵抗が大きくなると立上がり特性が悪くなる。

第21図について考察する。漏れインダクタンスの変化は立上がり時間、すなわち波頭長に影響を与える。漏れインダクタンスが大きくなると、波頭長は長く、波高値は低くなる。等価容量は波頭長に対しての影響が顕著である。したがって変圧器2次側にある送電線の連系、分離などの操作によって周波数特性が大きく変化することになる。そのため、発生する開閉インパルスの波頭長も変化することになる。しかし、発生する開閉インパルス最小波頭長は、変圧器固有の等価容量と漏れインダクタンスによって限定される。負荷抵抗が波頭長に与える影響はほとんどないが、波高値への影響はある。これは漏れインダクタンスと同じく電圧のインピーダンス分割による分圧比が変わるためである。最初にも触れたように漏れインダクタンスに直列に入る抵抗は電源側インピーダンスに相当するもので、これが大きくなると等価容量の充電時定数が大きくなることと、インピーダンス分割を受けるために波頭長は長くなり波高値は低下する。また、励磁インダクタンスの影響は波尾に対して大きい。励磁インダクタンスが大きいと波尾の減衰が大きくなる。



(1) 2v/div 5ms/div  
DC = 0  
(残留磁束無)

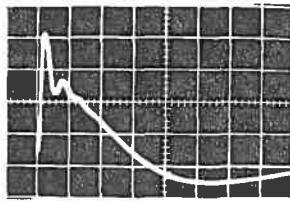


(2) 2v/div 5ms/div  
DC = 1A  
(残留磁束有)

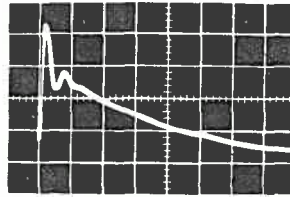
第22図 供試変圧器 ( $T_1+T_2$ ) の残留磁束の変化に対するステップ応答

変圧器の励磁インダクタンスは普通一定として扱うが、ステップ電圧が印加されるような場合は、鉄心の残留磁束の状態で過渡的な励磁インダクタンスは大巾に変化する。残留磁束に相当する値を直流励磁によって与えて、その影響を調べたのが第22図である。ステップ電圧源として充電されたコンデンサ ( $C=3500\mu$ F) を用いて、供試変圧器に印加したものである。第22図(1)は、残留磁束がない場合の出力波形を示す。鉄心が飽和しているために、波尾においては急激な減衰とこれに伴うはね返り現象が生じている。第22図(2)は、印加されるステップ電圧に対して逆極性の残留磁束がある場合で、飽和レベルが引上げられ、励磁インダクタンスの増加のために波尾は緩かに減衰し、はね返りも少なくなっている。

第23図は、励磁インダクタンスの変化をL, R, Cの回路素子による模擬回路で行なったものである。ステップ電圧源として、第22図と比較する関係から充電されたコンデンサ



(1) 1v/div 5ms/div  
 $L_p = 15.2\text{mH}$



(2) 1v/div 5ms/div  
 $L_p = \infty$

第23図 L, R, C等価回路の励磁インダクタンスの変化に対するステップ応答

(2000 $\mu\text{F}$ )を用いた。第23図(1)は、励磁インダクタンスが15.2mHの場合で、供試変圧器の残留磁束がない状態に相当する。第23図(2)は、励磁インダクタンスを回路から解放した場合で、励磁インダクタンスが無大の場合に相当する。

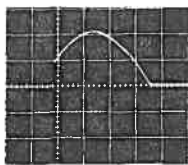
第22図、第23図を比較すると、波頭部の立上がり特性、波尾部の立下がり特性の各れも非常によく近似している。以上の結果から、先に示した等価回路は、供試変圧器のパルス特性を忠実に表わしている。したがって系統構成によって決まる回路定数が与えられれば発生波形の予測ができる。試験用変圧器によって発生する開閉インパルスの最小波頭長は、1200 $\mu\text{s}$ 程度で非常に制御角の大きい場合も考慮して1000 $\mu\text{s}$ 程度と考えられる。

### 3-3 供試変圧器による開閉インパルスの発生

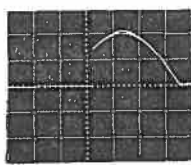
#### 3-3-1 位相制御による開閉インパルスの発生

実系統に設置される変圧器への入力源は多種多様であるが、ここでは交流過電圧の再々閉路や誘導雷による開閉インパルスを対象にして実験を行なった。

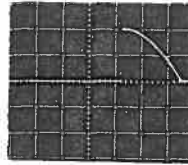
交流過電圧の再々閉路などによる変圧器への投入位相は全く任意である。したがって、単発交流半波電圧を任意位相で投入し、その時の発生出力波形、すなわち開閉インパルス波形を観測した。



(1) 5v/div 2ms/div  
 $\theta_c = 43^\circ$



(2) 5v/div 2ms/div  
 $\theta_c = 61^\circ$



(3) 5v/div 2ms/div  
 $\theta_c = 97^\circ$



(4) 5v/div 2ms/div  
 $\theta_c = 144^\circ$

第24図 位相制御による入力波形の例 ( $\theta_c$ は制御角を示す)

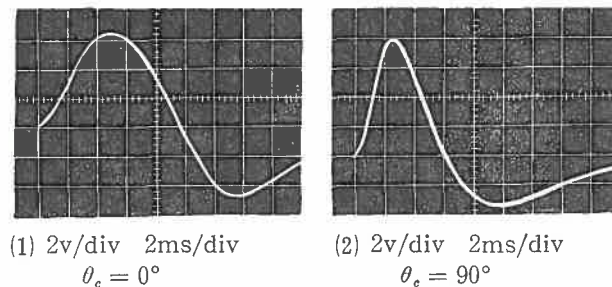
第24図は単発交流半波の位相制御波形を示す。位相制御の範囲は第24図に示す通り、零位相から180度まで連続的に変化させることができる。制御範囲が零から90度までは投入瞬時の電圧が印加最大電圧よりも低く、投入後に最大電圧に達する。このため発生電圧は



制御角が大きくなるにつれて低くなる。そして、波頭長は制御角が大きくなるにつれて短くなる。しかし、零位相から90度までの制御範囲では、変圧器の回路定数で決まる波頭長より短くなることはない。

これに対して、90度を越える制御角については、投入瞬時電圧が印加最大電圧となるので、制御角が大きくなるにつれて発生電圧は低くなる。また印加電圧巾が短くなるため、印加電圧に見合う磁束の確立を待たずに、電源が除去されるので波頭長は固有の波頭長よりも短くなると同時に発生電圧も低くなる。発生電圧が高く、波頭長の変化も大きい制御角0度と90度の場合の変圧器出力波形を観測したのが第25図である。

第25図(1)は零位相で投入した場合で、波頭長は $5000\mu\text{s}$ 、とほぼ交流半波電圧に等しい波形となる。

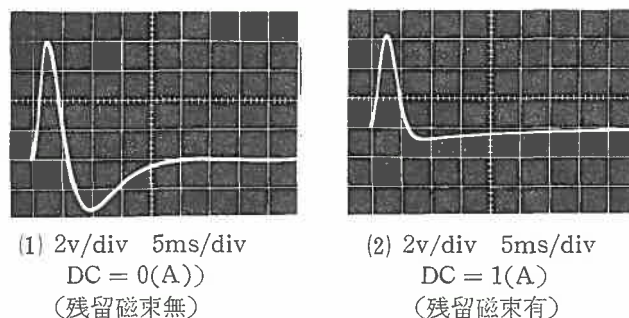


第25図 位相制御による出力波形 ( $\theta^\circ$  は制御角を示す)

第25図(2)は90度位相で投入した場合で、近似的にはステップ電圧を印加した場合に相当する。しかし、発生波頭長は $2500\mu\text{s}$ である。これは予想した $1200\mu\text{s}$ と比較して著しく長い波頭長となった。

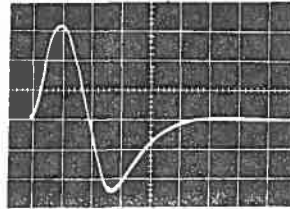
この原因としては次のように考えられる。すなわち、供試変圧器定格容量20KVAにして電源容量は2KVAの設備しか持っていないために電源側のインピーダンスが大きく作用したためである。

発生波形を観察すると、波頭長に対して波尾長が短かく、波高値に対して左右対称に近い形となっている。また逆極性へのはね返り現象が大きく、制御角の小さいほどはね返りが大きくなっている。この現象は、等価回路で触れたように鉄心の飽和特性によるものである。

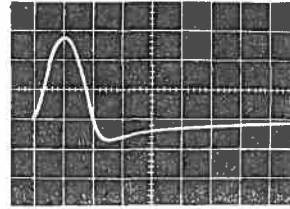


第26図 残留磁束の変化に対する出力波形 (制御角0度の場合)

第26図は制御角零度の場合の出力波形に対する励磁インダクタンスの影響を観測したものである。励磁インダクタンスの変化は残留磁束によって行なった。同図（1）は残留磁束のない場合を示し、（2）は印加電圧極性と逆極性の残留磁束のある場合を示す。



(1) 2v/div 5ms/div  
DC = 0



(2) 2v/div 5ms/div  
DC = 1(A)

第27図 残留磁束の変化に対する出力波形（制御角90度の場合）

第27図（1），（2）は90度位相入力に対して同じ比較をしたものである。

第26図，第27図からわかるように残留磁束の有無が発生波形に大きな影響を与える。残留磁束がある場合には発生波形の波頭長が若干短くなる。

交流過電圧（たとえば，一線地絡時の健全相に発生する持続性異常電圧）の開閉操作によって発生する開閉インパルスの波頭長は，1000 $\mu$ s以上となる。本実験に用いた変圧器の変圧比は1/1000のものであり，超高圧系統に設置される変圧器よりも変圧比が大きい。このことは発生する開閉インパルスの波頭長を長くする原因となっている。しかし実系統の変圧器は%インピーダンスが大きく（試験用変圧器8.5%に対して20%）設計される。投入サージ低減対策として，しゃ断器に直列抵抗投入方式が採用されることなど，波頭長を長くする因子が多く，本実験で得られた開閉インパルスの波頭長は実際の超高圧系統に十分適用し得るものであると考えられる。

### 3—3—2 コンデンサ放電による開閉インパルスの発生

コンデンサ容量をパラメータとして，印加電圧と出力電圧の関係を示したのが第28図である。

第28図において印加電圧と出力電圧の関係は直線的である。その比が変圧比と等しくなるコンデンサ容量は1500 $\mu$ F以上である。電源のコンデンサ容量が増加すると同一入力電圧に対する出力電圧は増大し変圧比に近づくが，コンデンサ容量の増加と発生電圧の関係は飽和特性を示し，容量の増加とともに発生電圧の増加の割合が小さくなる。

この関係を発生効率 $\eta$ として定義すると次のようになる。

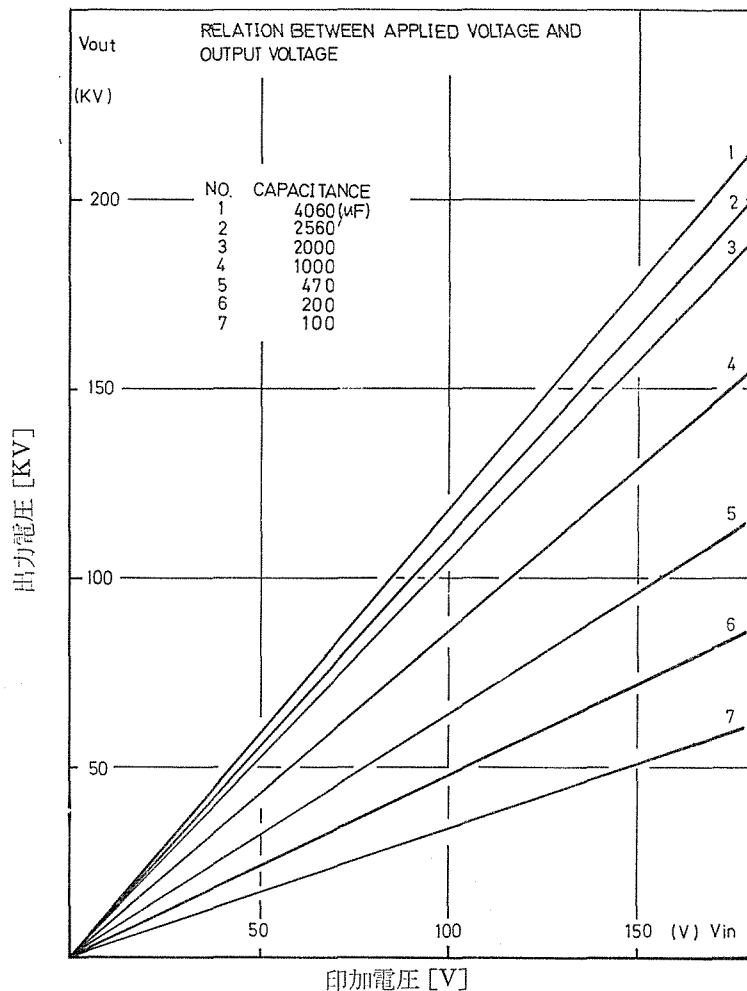
$$\eta = \frac{V_2}{V_1 \times \frac{N_2}{N_1}} \times 100 \quad [\%] \quad \dots\dots\dots(20)$$

ここで，

$N_1$ ,  $N_2$ : 変圧器 1 次, 2 次巻数

$V_1$ : 変圧器 1 次印加電圧（直流平均値）

$V_2$ : 変圧器 2 次発生電圧（発生波高値）

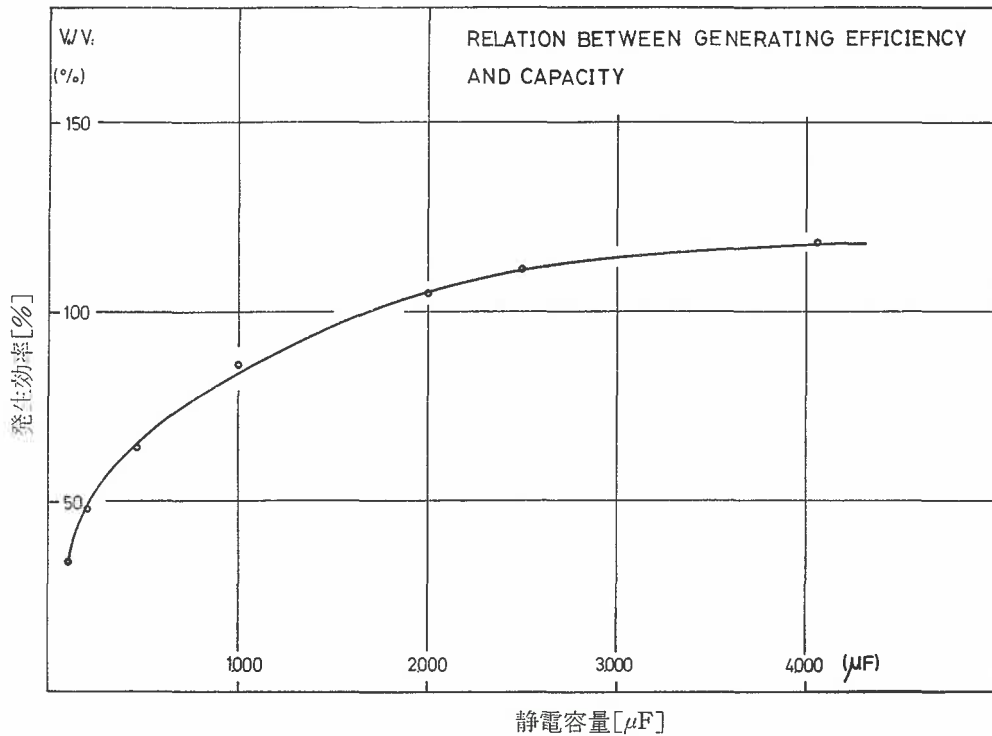


第28図 静電容量をパラメータした印加電圧と出力電圧の関係

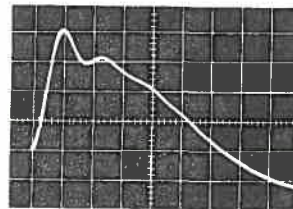
第29図はコンデンサ容量と発生効率の関係を示したものである。同図で発生効率が100%を越えるのは、入力電圧をコンデンサ充電電圧（直流）で表わし、出力電圧を波高値で表わしたために生じたものである。

発生効率の飽和特性は次のように考えられる。コンデンサに蓄えられる電荷が印加電圧に相応した変圧器の励磁入力に等しくなるまでは容量の増加とともに発生効率は急上昇する、しかし、変圧器で必要とする励磁入力を越えるようになると変圧器鉄心の飽和現象のために注入電荷の割に発生電圧は高くなり発生効率が飽和すると解釈される。電源の励磁電流の供給が十分であれば印加電圧の増加に対して発生電圧も直線的に増加する。

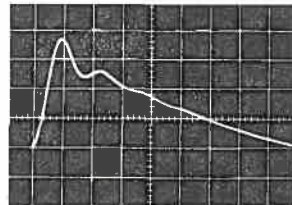
電源として用いたコンデンサの値を変化すると発生電圧の波頭長が変化する。第15図の等価回路からわかるように入力側にコンデンサを接続した回路は衝撃電圧発生回路の一種であり、発生波頭長は電源コンデンサの影響を受ける。<sup>(6)</sup> 発生波頭長はコンデンサの対数



第29図 発生効率と静電容量の関係



(1) 2v/div 2ms/div  
DC = 0  
(残留磁束無)



(2) 2v/div 2ms/div  
DC = 1 (A)  
(残留磁束有)

第30図 コンデンサー入力による出力波形 ( $T_1 + T_2$ )

値に比例するが、鉄心の飽和特性があるためにこの関係が成立する範囲は限定される。

供試変圧器からコンデンサ入力によって得られる開閉インパルスの波形を第30図に示す。図から、発生波頭長は1800~2000 $\mu$ sの範囲であることがわかる。

供試変圧器の等価回路による解析結果は2200 $\mu$ sであることなどから、供試変圧器を用いた1000KV級の開閉インパルス発生の模擬実験から、発生波頭長は1000 $\mu$ sから5000 $\mu$ sの広い領域に分布すると考えられる。

### 3—3—3 試験用変圧器による開閉インパルス発生器

超高圧系統に発生する開閉インパルスの波頭長が $1000\mu\text{s}$ 以上になることは、G. Carrara<sup>(2)</sup>や A. Hauspurg<sup>(3)</sup> らによっても指摘されている。筆者らも将来の超高圧系統に発生する開閉インパルスの波頭長は長くなることを指摘してきた。<sup>(4)</sup> 将来の超高圧系統の開閉インパルス発生機構を試験用変圧器で模擬した本実験結果から、G. Carrara らの指摘の正しさが確認された。このような長波頭長の開閉インパルスに対するフラッシュオーバー特性は、超高圧系統の絶縁設計に欠くことのできないものである。開閉インパルスを発生する方法として、これまでは主として C, R の組合わせによる衝撃電圧発生器を基本にしたものが用いられてきた。しかし、本実験経過から明らかなように、試験用変圧器で構成された開閉インパルス発生器を用いてフラッシュオーバー特性を求める方法がより便利である。すなわち試験用変圧器を緩波頭衝撃電圧発生器として使用することである。

本実験で用いたような普通の試験用変圧器による開閉インパルスの発生は、試験用変圧器の周波数特性で決まる特定の系統条件を模擬したものとなる。このように試験用変圧器の周波数帯域が狭いために応用範囲が極めて限定される。これまでの実験から既存の試験用変圧器に対する周波数特性の改善策には多くを期待することはできない。そこで、製作段階で経済的負担を抑えて周波数特性の改善を計る努力が必要である。たとえば、鉄損や励磁電流の少ない鉄心を用いるなどである。その他に短時間定格として巻線抵抗が比較的高く設計されているので抵抗の減少を計るとともに発生電圧の上昇による巻線比の増加を抑えるために、1次電圧を高くするなどの対策を講ずる。周波数特性の改善によって開閉インパルス波頭長の調整巾が広くなり模擬できる系統条件の範囲が拡大する。

試験用変圧器を用いた開閉インパルス発生器の最大の特徴は、発生波形の模擬だけでなく、鉄心の特性を含む電源インピーダンスなども実系統に近い形で模擬できることである。フラッシュオーバー特性への電源インピーダンスの影響が指摘されていることなどからも、試験用変圧器を用いた開閉インパルス発生器の利点はさらに増すに違いない。

### 3—4 開閉インパルスのフラッシュオーバー特性

#### 3—4—1 開閉インパルスによる V—t 特性

試験用変圧器を用いて超高圧系統（1000KV級）における開閉インパルスの発生機構を模擬して、発生波形の検討を行なった結果、これまでにない超緩波頭開閉インパルスの発生が確認された。波頭長は $1000\mu\text{s}$ ～ $5000\mu\text{s}$ と広い。このような波頭長領域の開閉インパルスのフラッシュオーバー特性を考察することは、超高圧系統の絶縁設計上非常に重要なことと考える。

フラッシュオーバー特性としては、開閉インパルス電圧を印加した場合のフラッシュオーバー電圧とフラッシュオーバーの発生する時間との関係、いわゆる V—t 特性を求める。

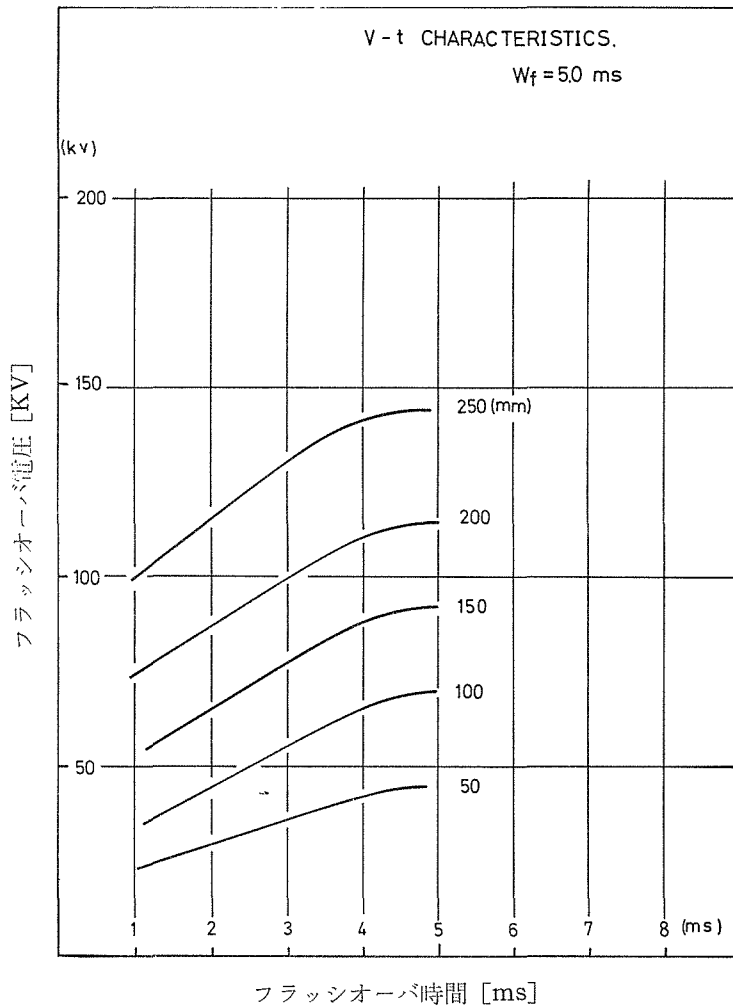
V—t 特性は開閉インパルスに対する絶縁設計の上で重要であるばかりでなく、放電現象の研究にも有効な手がかりを与えるものとして知られている。先に得られた波頭長 $5000\mu\text{s}$ 、 $2500\mu\text{s}$ 、 $1800\mu\text{s}$ の正極性開閉インパルスに対する V—t 特性を針対平板電極の気中ギャップについて求めたのが、第31図、第32図、第33図である。

第31図の V-t 特性は、開閉インパルス波頭長 $5000\mu\text{s}$ をギャップ長 50mm から 250mm に印加して求めたものである。波頭長が $5000\mu\text{s}$ に及ぶ超緩波頭開閉インパルスは、発生波頭長の極限として先の報告で詳細な検討を行なった。<sup>(4)</sup>

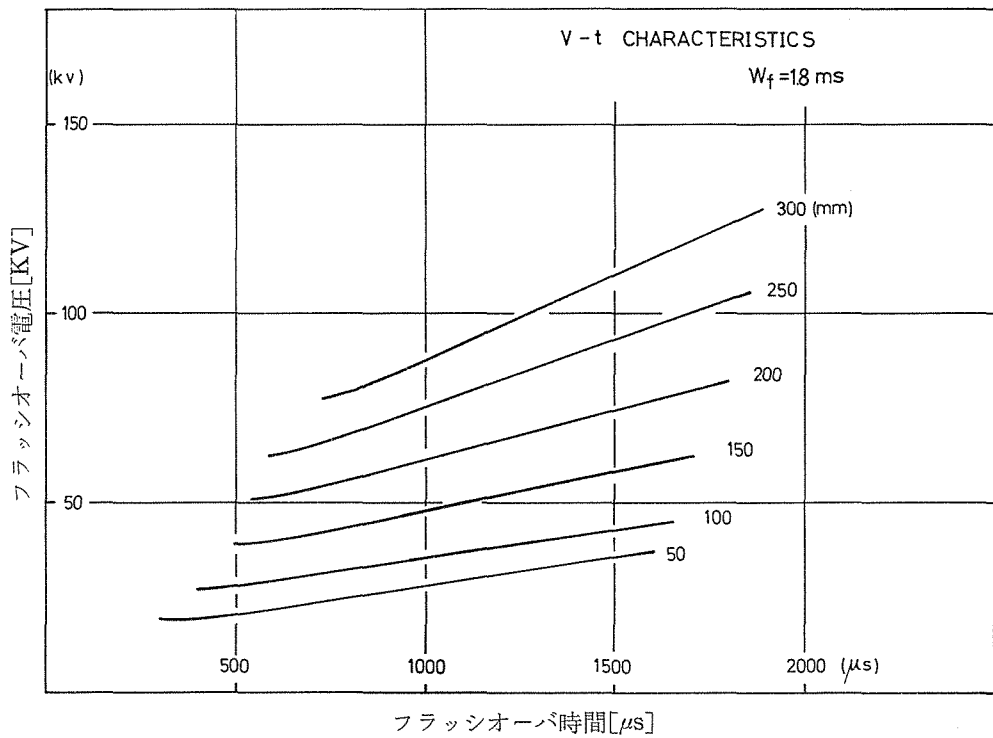
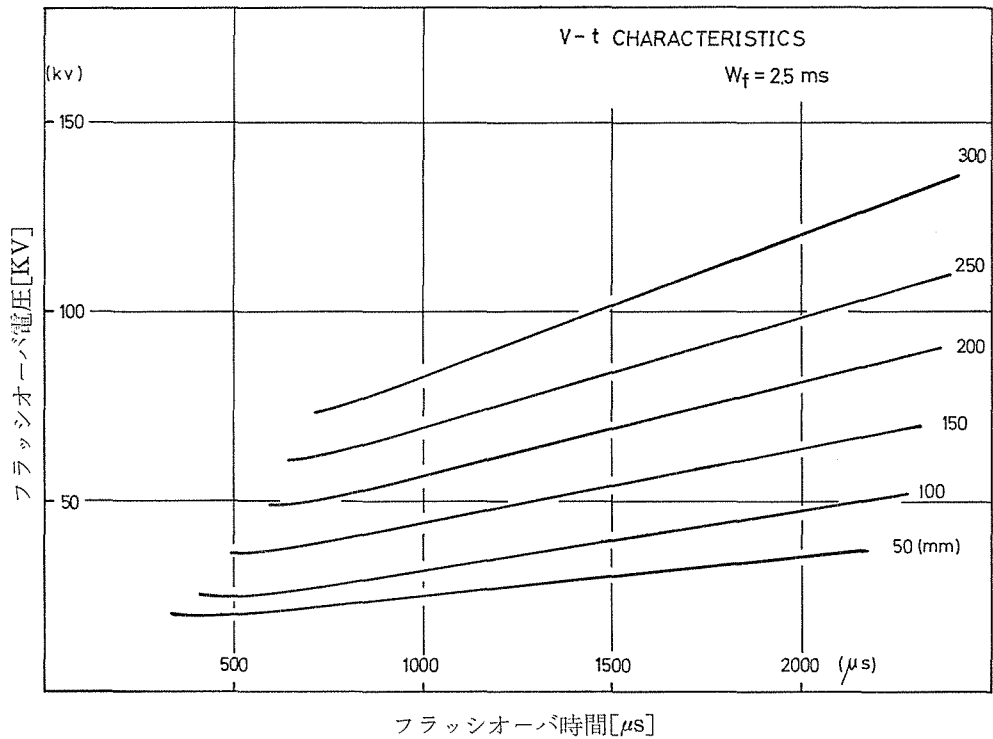
第32図、第33図については、それぞれ波頭長 $2500\mu\text{s}$ 、 $1800\mu\text{s}$ をもつ開閉インパルスをギャップ長50mmから300mmについて求めたものである。

これらの図からわかるように、印加電圧の上昇とともに同一ギャップ長に対するフラッシュオーバー電圧は低くなる。しかもこの低下率はギャップ長が長いほど大きい。

印加電圧の上昇によるフラッシュオーバー電圧の低下は、第32図、第33図からわかるようにギャップ長50mmに対して、フラッシュオーバー時間 $350\sim 450\mu\text{s}$ 附近で、最小値に達し、その



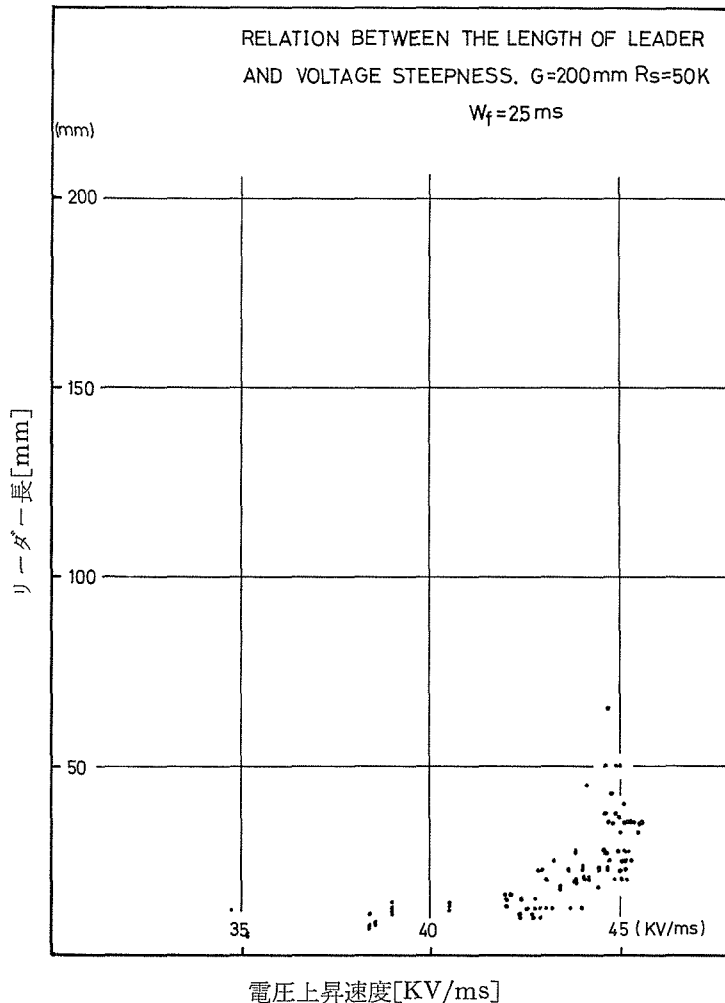
第31図 開閉インパルスに対する V-t 特性（印加電圧波頭長 $5000\mu\text{s}$ ）



後フラッシュオーバー電圧は上昇する気配を示している。 供試変圧器は波高値で 300KV までしか発生できないため、最小フラッシュオーバー電圧から左側領域の実験はできなかった。

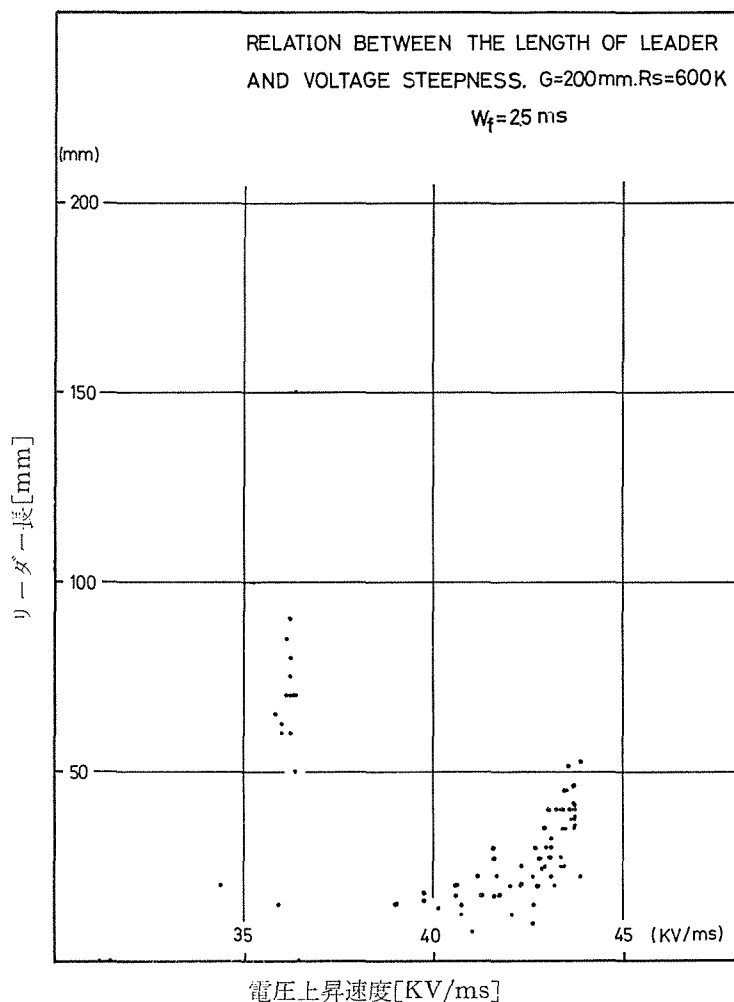
印加電圧の上昇によるフラッシュオーバー電圧の低下は先の報告でも考察したように<sup>(4)</sup>、電圧上昇速度と空間電荷の関係から説明される。

印加電圧の増大は電圧上昇速度の増大をもたらす。電圧上昇速度の増大によってギャップ内に発生する電子なだれは活発となり、これによって生ずる正イオンも多くなり針端近傍で空間電荷群を形成し、これが強力な空間電荷電界を形成して、印加電界との重畳作用がフラッシュオーバー電圧の低下をもたらすと考ええる。ギャップ長が増加すると総電離が増加するので、空間電荷電界の電界増強作用がさらに強まってフラッシュオーバー電圧の低下を招くと考えられる。



第34図 (1)電圧上昇速度とリーダー長の関係 (ギャップ長200mm 印加波頭長2500 $\mu$ s)  
直列抵抗 50k $\Omega$



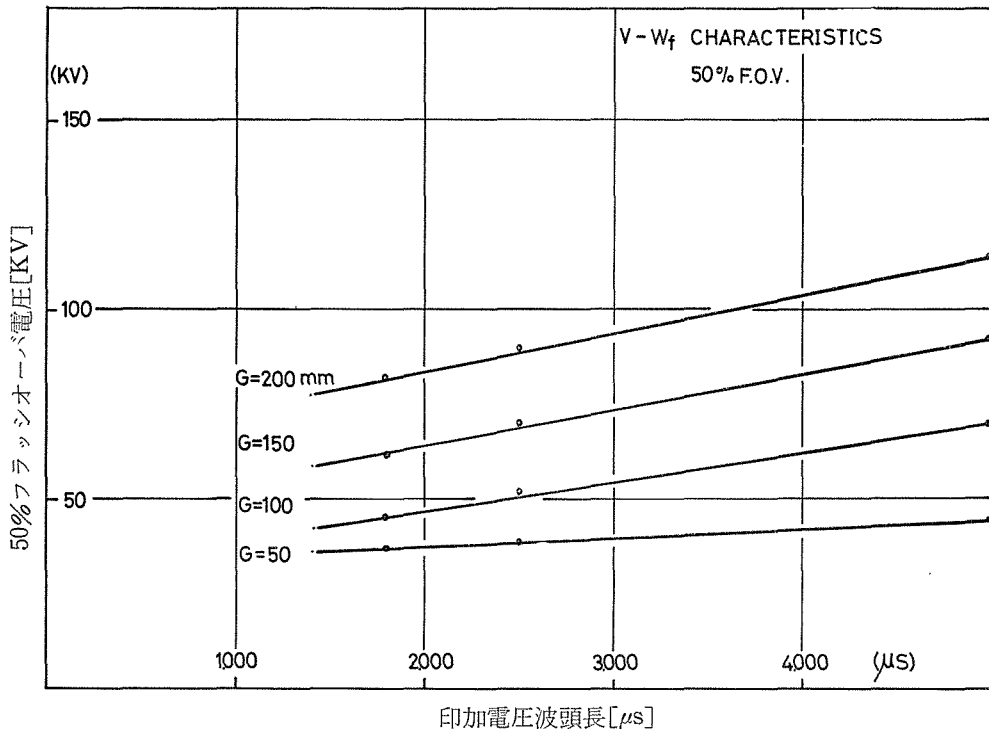


第34図 (2)電圧上昇速度とリーダー長の関係 (ギャップ長200mm 印加波頭長2500 $\mu\text{s}$ )  
直列抵抗 600k $\Omega$

電圧上昇速度の増大による放電路（リーダー）の伸びをギャップ長 200mm について求めたのが第34図である。同図から電圧上昇速度の増大が放電路の進展に影響を与えているのがわかる。

フラッシュオーバー領域において、印加電圧を増大することは印加電圧波形の波頭長を短かくすることと同じことになる。

第35図はギャップ長をパラメータとして、印加電圧波頭長と50%フラッシュオーバー電圧の関係を示したものである。同図より、印加電圧波頭長が短くなるとフラッシュオーバー電圧が低くなることが明らかである。



第35図 V— $W_f$  特性

第32図，第33図の最小フラッシュオーバー電圧を生ずる時間帯はギャップ長が長くなるほど遅れて発生する。

以上の実験事実は，これまで問題とされて，また開閉インパルスの特異現象であるV型V—t特性の右側領域を示すものである。将来の超高圧系統で発生が予想される波頭長1000 $\mu$ s以上の開閉インパルスは，V型V—t特性の右側領域に入るため，波高値が高いほどフラッシュオーバー電圧が低下する。これは絶縁設計上，極めて重大な問題である。系統電圧が高くなるほど絶縁距離は大きくとられる。絶縁距離が大きいほどフラッシュオーバーの低下率が大きく，最小フラッシュオーバーを発生する波頭長は長い方に移行する。以上の実験事実は，超高圧送電線の絶縁設計の困難さを示唆している。したがって，超高圧送電線の実現には，なお多くの解決すべき問題が残されている。

本実験結果は，工学上直接利用するものではないが超緩波頭開閉インパルスに対する絶縁設計に，有益な資料を提供するものと考えられる。

#### 4. む す び

試験用変圧器を用いて超高圧系統(U.H.V)の開閉インパルス発生機構を模擬し，発生する開閉インパルスの姿態を検討した。そして，試験用変圧器によって得られた開閉インパルスを用いて気中ギャップのV—t特性を検討した。これらの結果を要約すると次のよ

うになる。

- (1) 変圧器による開閉インパルス発生機構の等価回路が得られた。本等価回路を用いることによって、系統構成の変化による回路定数が得られれば開閉インパルスの発生波形を予測することができる。
- (2) 1000KV 級の U.H.V. 系統に発生する開閉インパルス波頭長は  $1000\mu\text{s}$  以上になることが予測される。
- (3) 本実験で得られた波頭長  $1800\mu\text{s}$ ,  $2500\mu\text{s}$ , 正極性開閉インパルスの針対平板ギャップに対する  $V-t$  特性は V 型  $V-t$  特性となる。
- (4)  $V-t$  特性において、ギャップ長が長くなるとともに、開いた V 字特性から閉じた V 字特性へと移行する。また、最小フラッシュオーバー電圧を生ずる時間遅れも大きくなる。
- (5) 開閉インパルス波頭長の変化に対する 50% フラッシュオーバー電圧は、波頭長が  $5000\mu\text{s}$  から  $1800\mu\text{s}$  へと減少するにともなって減少する。
- (6) V 型  $V-t$  特性の要因は、電圧上昇速度（波頭勾配）と空間電荷の形成と火花遅れの関係から定性的に説明することができる。

以上の結果から超高压系統に発生する開閉インパルスの波頭長が  $1000\mu\text{s}$  以上の長い領域に分布するので、V 型  $V-t$  特性の右側領域に位置することになる。このため過電圧の発生はギャップ長の短縮、すなわちフラッシュオーバー電圧の低下をもたらす。これは、絶縁設計上極めて重大な問題である。こうした点で、本結果は超高压系統の絶縁設計を検討する上で貴重な参考資料となるであろう。

終りに、本実験の一部は昭和47年度文部省内地研究員として東北大学工学部において行なったものであることを附記し、当実験の機会を与えられた関係各位に厚く御礼を申し上げます。また御指導戴いた東北大学工学部麻生教授をはじめ、同研究室諸氏に心から御礼を申し上げます。なお、試験用変圧器に関する貴重な資料を提供された東京変圧器 K. K. 技術部次長、佐藤弁造氏に感謝する。

## 文 献

- 1) 高木：電学誌 93 No.12 P.1101 1973
- 2) G. Carara, et, al : PAS 89 No.3 P.453 1970
- 3) A. Hvspurg et, al : PAS 88 No.9 P.1329 1969
- 4) 菅野, 庄田：山大紀要（工）第13—第1号 P.123 1974
- 5) 山中：パルス計測の基礎と応用 P.80～ 産報 1972
- 6) 電気学会：高電圧工学 P.93 電気学会 1970

## ON GENERATION AND FLASHOVER CHARACTERISTICS OF SWITCHING IMPULSES

Katsuya SUGANO and Shin'ichi SHODA

Department of Electrical Engineering, Technical Junior College

The great increase of electrical power demand in Japan has been requiring a great amount of electric power transmission. To cope with that, the power transmission line voltage trends to rise from the extra-high voltage (EHV) to the ultra-high voltage (UHV).

In UHV transmission systems, the performance of system insulations under switching impulses becomes the most important factor in the insulation design of the systems because the reduced insulation is adopted in such systems from the economical point of view. Therefore, it is necessary to investigate the switching impulse wave-forms for the most adequate insulation design of the UHV transmission systems, and to clarify the switching impulse flashover characteristics.

As the results, it was clarified that the switching impulse waveforms which occur in the UHV transmission systems vary from  $1000\mu\text{s}$  to  $5000\mu\text{s}$ , and moreover, the  $V-t$  characteristic curves for positive polarity seem to reach the minimum at about  $300-500\mu\text{s}$ . It has been found from this test that the duration of wave-front at which the flashover voltage reaches the minimum value becomes larger as the gap spacing is longer, and the 50% flashover voltage curves decrease when the duration of wave-front decreases from  $5000\mu\text{s}$  to  $1800\mu\text{s}$ .